

І.В. ГРИГОРЕНКО (м. Харків)**ДОСЛІДЖЕННЯ ВПЛИВУ НЕЛІНІЙНОСТІ ЗМІНИ ВХІДНОГО СИГНАЛУ НА ДИНАМІЧНУ ПОХИБКУ ВИМІРЮВАЛЬНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА ПІД ЧАС ПРОВЕДЕННЯ ТЕСТОВОГО КОНТРОЛЮ**

Визначено вплив нелінійності зміни вхідного сигналу на динамічну похибку вимірювального перетворювача під час проведення тестового контролю. Загальні моделі конкретизовано для вимірювального перетворювача з передаточною функцією інерційної аперіодичної ланки.

This article determines the possibility of the correction of dynamic error for the measuring transducer test control systems in automatic test equipment considering non-linear input signal. Generalized models are defined concretely for measuring transducer with aperiodic transfer function.

Під час проведення тестового контролю у динамічному режимі потрібно визначення вимірюваної величини на вході ВП за вимірюваним вихідним сигналом та відомій або вимірюваній динамічній характеристиці ВП.

Для вирішення цієї задачі, якщо справа стосується нелінійних вхідних сигналів вимірювальних перетворювачів (ВП), потрібно визначити значення параметру нелінійності β при якому матимемо найменшу динамічну похибку.

У роботах [1, 2] розроблено математичну модель для вхідного сигналу вимірювального перетворювача (ВП) з аперіодичної передаточною функцією, та проведено дослідження похибок вимірювання вхідного сигналу ВП у динамічному режимі роботи системи тестового контролю. Однак не проведено досліджень впливу параметру нелінійності β на динамічну складову похибки ВП. Також не зроблено комп'ютерне моделювання перехідних процесів при проведенні процедури тестового контролю ВП для параболічної та експоненційної моделей зміни вхідного сигналу.

Метою роботи є дослідження впливу нелінійності зміни вхідного сигналу на динамічну похибку вимірювального перетворювача під час проведення тестового контролю.

Експоненційний вхідний сигнал може бути розкладений у ряд Тейлора, що дозволить розглядати вхідний сигнал з різною точністю при апроксимації його різною кількістю членів ряду. Обмежимося першими двома членами ряду Тейлора – лінійним і квадратичним [1].

Як модель аналогової частини вимірювального каналу використаємо аперіодичну ланку першого порядку з передаточною функцією:

$$H(P) = 1/(t \cdot P + 1), \quad (1)$$

На діючий сигнал будемо накладати адитивний та мультиплікативний тестові впливи, які уявляють собою систему двох імпульсів.

Модель нелінійного вхідного сигналу представимо у вигляді системи рівнянь:

$$\begin{cases} X_1 = X(0) + a \cdot t_1 + b \cdot t_1^2; & [t_1 \in 0, T] \\ X_2 = X(0) + a \cdot t_2 + b \cdot t_2^2 + \Theta \cdot (X(0) + a \cdot t_2 + b \cdot t_2^2); & [t_2 \in T, 2T] \\ X_3 = X(0) + a \cdot t_3 + b \cdot t_3^2 - \Theta \cdot ((X(0) + a \cdot t_2 + b \cdot t_2^2) - \\ (X(0) + a \cdot t_3 + b \cdot t_3^2)) + k \cdot (a \cdot (t_3 - 2T) + (b \cdot t_3^2) + X(0)) & [t_3 \in 2T, 3T] \\ X_4 = X(0) + a \cdot t_4 + b \cdot t_4^2 + k \cdot (a \cdot (t_4 - 2T) + (b \cdot t_4^2) + X(0) - \\ - k \cdot (a \cdot (t_4 - 3T) + b \cdot t_4^2 + X(0))); & [t_4 \in 3T, 4T] \end{cases} \quad (2)$$

де $x(0)$ – значення сигналу на початку контролю; $a \cdot t + b \cdot t^2$ – нелінійний сигнал, $b = 1,5$; α – розрахункове значення оцінки швидкості зміни вхідного сигналу ВП, прийнято рівним 1,5; t_1, t_2, t_3, t_4 – моменти поточного часу, віддалені одне від одного на інтервал T : T – прийняте рівним 0,1 с; θ – рівень адитивного тестового впливу, прийнято рівним 1,0; k – рівень мультиплікативного тестового впливу, прийняте рівним 0,2; τ – постійна часу динамічної моделі ВП, прийняте рівним 0,01.

Часові діаграми зміни вхідного сигналу ВП при статичній моделі наведено на рис. 1.

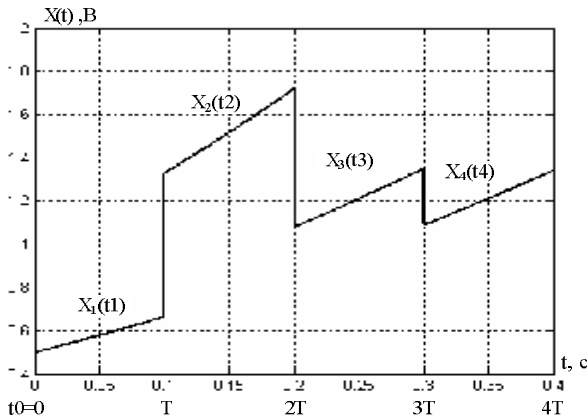


Рис. 1. Часові діаграми зміни вхідного сигналу ВП

Оригінал функції вихідного сигналу ВП представимо у вигляді системи рівнянь:

$$\left\{ \begin{aligned} y_1(t_1) &= (1+d_m) \cdot [X(0) + a \cdot t_1 + b \cdot t_1^2]; \\ y_2(t_2) &= (1+d_m) \cdot [X(0) + a \cdot t_2 + b \cdot t_2^2 + \Theta \cdot (X(0) + a \cdot t_2 + b \cdot t_2^2 + \\ &\quad + (1 - e^{-(t_2-T)/t}))]; \\ y_3(t_3) &= (1+d_m) \cdot [X(0) + a \cdot t_3 + b \cdot t_3^2 + \Theta \cdot ((X(0) + a \cdot t_3 + b \cdot t_3^2 + \\ &\quad + (1 - e^{-(t_3-T)/t})) - (X(0) + a \cdot t_3 + b \cdot t_3^2 + (1 - e^{-(t_3-2T)/t}))) + k \times \\ &\quad \times (a \cdot (t_3 - 2T) - at(1 - e^{-(t_3-2T)/t})) + (b \cdot t_3^2) + X(0)(1 - e^{-(t_3-2T)/t})]; \\ y_4(t_4) &= (1+d_m) \cdot [X(0) + a \cdot t_4 + b \cdot t_4^2 + k \cdot (a \cdot (t_4 - 2T) - at(1 - e^{-(t_4-2T)/t})) + \\ &\quad + (b \cdot t_4^2) + X(0)(1 - e^{-(t_4-2T)/t})) - k \cdot (a \cdot (t_4 - 3T) - at(1 - e^{-(t_4-2T)/t})) + \\ &\quad + (b \cdot t_4^2) + X(0) \times (1 - e^{-(t_4-3T)/t})]; \end{aligned} \right. \quad (3)$$

де $(1+d_m)$ – мультиплікативна складова похибки, прийнята рівною 1.1;

Часові діаграми зміни вихідного сигналу ВП при динамічному контролі (з урахуванням інерційності) наведено на рис. 2.

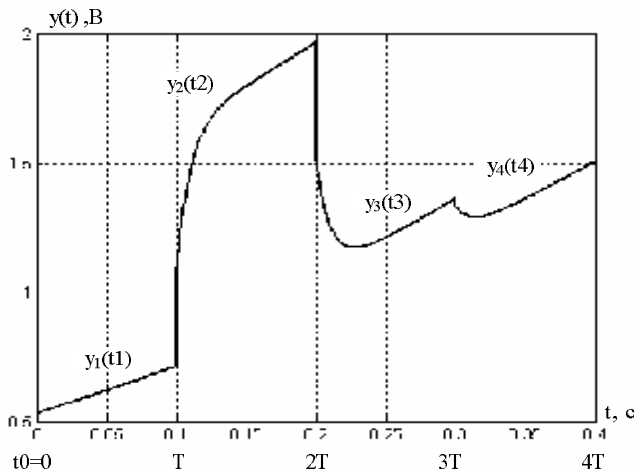


Рис. 2. Часові діаграми зміни вихідного сигналу ВП при динамічному тестовому контролі

Для оцінки динамічних складових похибок, зумовлених зміною вхідного сигналу ВП і наявністю його інерційних властивостей, необхідна модель ідеального ВП, для якого $K(P) \equiv K_I = 1$. На рис. 3 показані часові діаграми зміни динамічних складових похибок для рівнянь системи (3) відносно статичної ідеальної моделі, які описуються системою рівнянь:

$$\begin{cases} \Delta dyn_0 = -at - bt^2, \\ \Delta dyn_1 = -at - bt^2 - \Theta(e^{-(t_2-T)/t}), \\ \Delta dyn_2 = -at - bt^3 - \Theta(e^{-(t_3-2T)/t}) - k \cdot a \cdot t \left(bt^3 + (1 - e^{-(t_3-2T)/t}) \right) - \\ - k \cdot X(0) \cdot bt^3 + k \cdot X(0) \cdot (bt^3 + e^{-(t_3-2T)/t}) + \Theta \cdot (e^{-(t_3-2T)/t}). \end{cases} \quad (4)$$

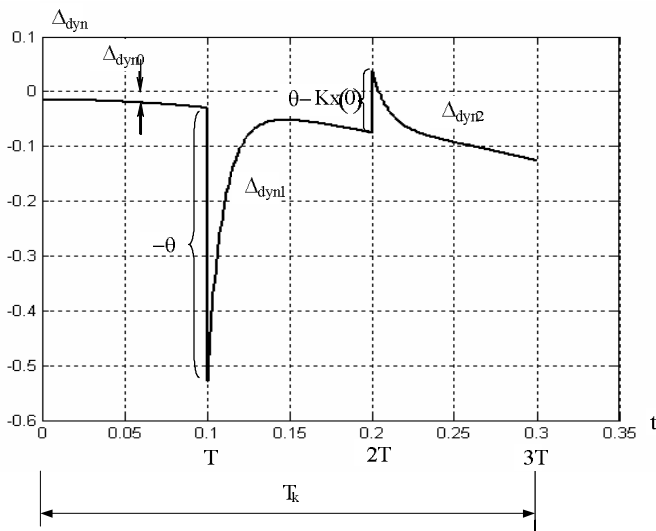


Рис. 3. Часові діаграми зміни динамічних складових похибки при нелінійній моделі вхідного сигналу

Слід відзначити, що значення похибки Δdyn_0 визначається постійним запізнюванням, тому що у реальних ВП сигнал $x(t)$ існує і до моменту початку тестування $t = t_0 = 0$. Ступінчаста зміна сигналу $x(t)$, коли $x(t) = 0$ при $t < 0$, дозволяє застосувати операторний метод [2].

Запишемо динамічну реляційно-різницеву модель (PPM) оператора корекції по формі:

$$\Delta y(t) = \begin{cases} \Delta y_{21}(t_2, t_1) = y_2(t_2) - y_1(t_1), & t_2 \in [T, 2T] \\ \Delta y_{31}(t_3, t_1) = y_3(t_3) - y_1(t_1), & t_3 \in [2T, 3T] \end{cases} \quad (5)$$

Система різницевих рівнянь (5) набуває вигляду:

$$\Delta y(t) = \begin{cases} \Delta y_{21}(t_2, t_1) = (1 + d_m) \cdot [a \cdot t_2 + b \cdot t_2^2 + \Theta \cdot (X(0) + a \cdot t_2 + b \cdot t_2^2 + \\ + (1 - e^{-(t_2 - T)/t})) - a \cdot t_1 - b \cdot t_1^2]; \\ \Delta y_{31}(t_3, t_1) = (1 + d_m) \cdot [a \cdot t_3 + b \cdot t_3^2 + \Theta \cdot ((X(0) + a \cdot t_3 + b \cdot t_3^2 + \\ + (1 - e^{-(t_3 - 2T)/t})) - (X(0) + a \cdot t_3 + b \cdot t_3^2 + (1 - e^{-(t_3 - 2T)/t}))) + \\ + k \cdot (a \cdot (t_3 - 2T) - a t (1 - e^{-(t_3 - 2T)/t})) + (b \cdot t_3^2) + \\ + X(0)(1 - e^{-(t_3 - 2T)/t})) - a \cdot t_1 - b \cdot t_1^2]. \end{cases} \quad (6)$$

Після проведення спрощень система (6) має вигляд:

$$\Delta y(t) = \begin{cases} \Delta y_{21}(t_2, t_1) = \Theta \cdot (1 + d_m) \cdot [\frac{a \cdot T}{\Theta} + \frac{b \cdot T^2}{\Theta} + (X(0) + a \cdot t_2 + \\ + b \cdot t_2^2 + (1 - e^{-(t_2 - T)/t}))]; \\ \Delta y_{31}(t_3, t_1) = k \cdot X(0) \cdot (1 + d_m) \cdot [\frac{a \cdot 2T}{kX(0)} + \frac{b \cdot 2T^2}{kX(0)} + \\ + \frac{\Theta \cdot (1 - (1 - e^{-(t_3 - 2T)/t}))}{kX(0)} + \frac{k \cdot a \cdot (t_3 - 2T - t)}{kX(0)} + \frac{k \cdot b \cdot t_3^2}{kX(0)} + \\ + (1 - e^{-(t_3 - 2T)/t})]; \end{cases} \quad (7)$$

Систему (7) перепишемо відносно тестових впливів:

$$\frac{\Delta y_{21}(t_2, t_1)}{\Delta y_{31}(t_3, t_1)} = \frac{(1 + d_m) \cdot \Theta \cdot [\frac{aT}{\Theta} + \frac{b \cdot T^2}{\Theta} + (X(0) + a \cdot t_2 + \\ + b \cdot t_2^2 + (1 - e^{-(t_2 - T)/t}))]}{(1 + d_m) \cdot k \cdot X(0) \cdot [\frac{a2T}{kX(0)} + \frac{b \cdot 2T^2}{kX(0)} + \frac{\Theta \cdot (1 - (1 - e^{-(t_3 - 2T)/t}))}{kX(0)} + \\ + \frac{k \cdot a \cdot (t_3 - 2t - t)}{kX(0)} + \frac{k \cdot b \cdot t_3^2}{kX(0)} + (1 - e^{-(t_3 - 2T)/t})]}. \quad (8)$$

З урахуванням того, що $t_2 = t_1 + T$, отримаємо відношення різниць значень тестових впливів:

$$\frac{\Delta y_{21}(t_2, t_1)}{\Delta y_{31}(t_3, t_1)} = \frac{\Theta}{k \cdot X(0)} \cdot \frac{(1 - d_{dyn1})}{(1 - d_{dyn2})}, \quad (9)$$

$$\text{де } (1 - d_{dyn1}) = 1 - [\frac{aT}{\Theta} + \frac{b \cdot T^2}{\Theta} + (X(0) + a \cdot t_2 + b \cdot t_2^2 + (1 - e^{-(t_2 - T)/t}))];$$

$$(1-d_{dyn2}) = 1 - \left[\frac{a2T}{kX(0)} + \frac{b \cdot 2T^2}{kX(0)} + \frac{\Theta \cdot (1 - (1 - e^{-(t3-2T)/t}))}{kX(0)} + \frac{k \cdot a \cdot (t3 - 2t - t)}{kX(0)} + \frac{k \cdot b \cdot t3^2}{kX(0)} + (1 - e^{-(t3-2T)/t}) \right].$$

$$\frac{\Theta}{k \cdot X(0)} = \frac{\Delta y_{21}(t2, t1) \cdot (1 - d_{dyn2})}{\Delta y_{31}(t3, t1) \cdot (1 - d_{dyn1})} \cong 1 + d_{dyn2} - d_{dyn1}, \quad (10)$$

де $d_{dyn2} + d_{dyn1} = d_{dyn\Sigma}$ – сумарна динамічна похибка.

Реляційно-різницева динамічна модель оператора корекції може бути записана [2]:

$$\frac{X(0)}{X(0)_H} = \mathcal{Y}_{R\ dyn} = \frac{\Delta y_{21}(t2, t1)}{\Delta y_{31}(t3, t1)} \cdot \frac{\Delta y_{21H}(t2, t1)}{\Delta y_{21}(t2, t1)} \cdot \frac{(1 - d_{dyn2})}{(1 - d_{dyn2H})} \times \frac{(1 - d_{dyn1H})}{(1 - d_{dyn1})} \cdot \frac{q}{q_H} \cdot \frac{k_H}{k}. \quad (11)$$

У статичному режимі тестового контролю ВП РРМ оператора динамічної корекції стає моделлю \mathcal{Y}_R . Введемо позначення динамічної похибки РРМ коефіцієнта корекції [2]:

$$1 + d_{dyn} = \frac{1 - d_{dyn2}}{1 - d_{dyn2H}} \cdot \frac{1 - d_{dyn1H}}{1 - d_{dyn1}}. \quad (12)$$

Зроблено припущення, що $1 - e^{-(t3-2T)/t} \approx 1$. Складова $(1 + d_{dyn})$ (12) оператора динамічної корекції $\mathcal{Y}_{R\ dyn}$ може бути знайдена як

Система тестового контролю повинна забезпечувати значення динамічних похибок на рівні, близькому до значень похибок у статичному режимі. У такому разі динамічна похибка РРМ запишеться у вигляді:

$$1 + d_{dyn} \cong \left[1 - \left(\frac{\Delta a^* \cdot T}{\Theta} + \frac{\Delta b^* \cdot T^2}{\Theta} \right) / \Delta y_{21} \cdot \left[1 + \left(\frac{2\Delta a^* \cdot T}{kX(0)} + \frac{2\Delta b^* \cdot T^2}{kX(0)} + \frac{\Delta b^* \cdot t3^2}{X(0)} + \frac{\Theta \cdot e^{-(t3-2T)/t}}{kX(0)} \cdot \left(\frac{t3 - 2T}{t} \cdot d_t \right) \right] / \Delta y_{31} \right], \quad (13)$$

де Δa^* – оцінка абсолютної похибки швидкості зміни вхідного сигналу ВП;

Δb^* – оцінка абсолютної похибки нелінійності вхідного сигналу ВП.

Похибка визначення динамічної складової $1 + d_{dyn}$ (13) для заданої перехідної функції визначається у припущенні, що $dt = (t - t_H) / t = \Delta t / t \leq 0,1$, а

$(t_3 - 2T)/t \leq 5$. На рис. 4 наведено графіки залежності $1 + d_{dyn}$ від параметра $(t_3 - 2T)/t \leq 5$ при різних значеннях δt згідно з формулою (13) при:

$T = 0,1c$; $\Delta a^* = 0,01$; $\tau = 0,01$; $\Theta = 1,0$; $k = 0,2$; $\Delta b^* = 0,01$; $t_3 = 0,3$; $X(0) = 0,5$.

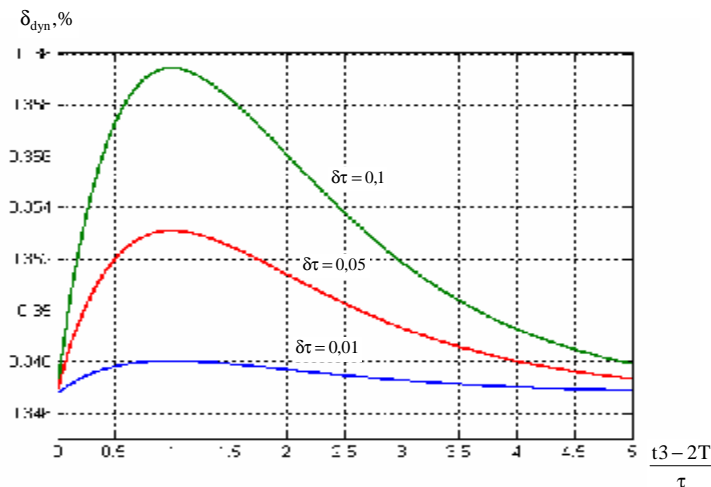


Рис. 4. Залежності динамічної складової похибки визначення перехідної функції ВП при різних значеннях δt

Для того, щоб продемонструвати як зміна похибки від визначення не лінійності впливає на загальну динамічну похибку d_{dyn} побудуємо графік на підставі формули (13). Початкові умови: $(t_3 - 2T)/t \leq 5$; $T = 0,1c$; $\Delta a^* = 0,01$; $\tau = 0,01$; $\Theta = 1,0$; $k = 0,2$; $\Delta b^* = [0 \dots 0,03]$; $t_3 = 0,3$; $X(0) = 0,5$.

Графік залежності динамічної похибки d_{dyn} від Δb^* наведено на рис. 5.

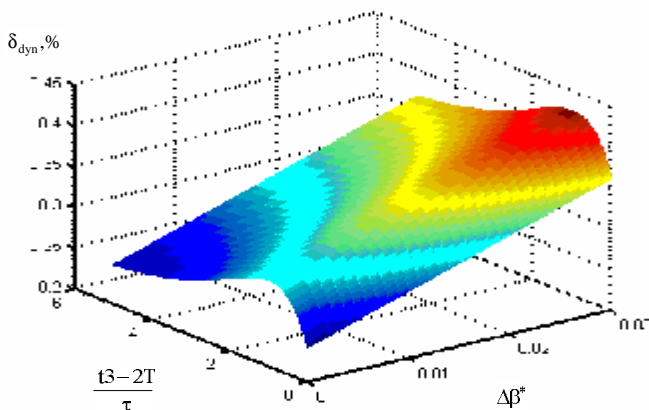


Рис. 5. Графік залежності динамічної похибки d_{dyn} від Δb^*

Висновки: 1. Аналізуючи отримані данні можна зробити висновок, що використовуючи метод апроксимації поліномом другого ступеню параболічного вхідного сигналу отримаємо результат з похибкою, що не перевищує 0,45%. Причинами, що впливають на величину Δb^* є неточне значення шагу дискретизації та визначення шагу квантування. 2. Наведено формули для оцінки динамічної складової похибки.

Список літератури: 1. Кондрашов С.І., Григоренко І.В., Тюрин М.С. Дослідження можливості корекції динамічної похибки тестового контролю при нелінійній моделі зміни вхідного сигналу Вестник Национального Технического Университета «ХПИ». – Харьков: НТУ «ХПИ». – 2008. – вып. 31.С.95–98. 2. Кондрашов С.І. Підвищення точності вимірювальних перетворювачів з формуванням у реальних умовах тестових впливів: Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук: 05.11.05 – Харків, 2004.

Надійшла у редколегію 17.10.08